

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 01-240020

(43)Date of publication of application : 25.09.1989

(51)Int.Cl.

H04B 1/50

H03D 3/00

(21)Application number : 63-067649

(71)Applicant : ALPS ELECTRIC CO LTD

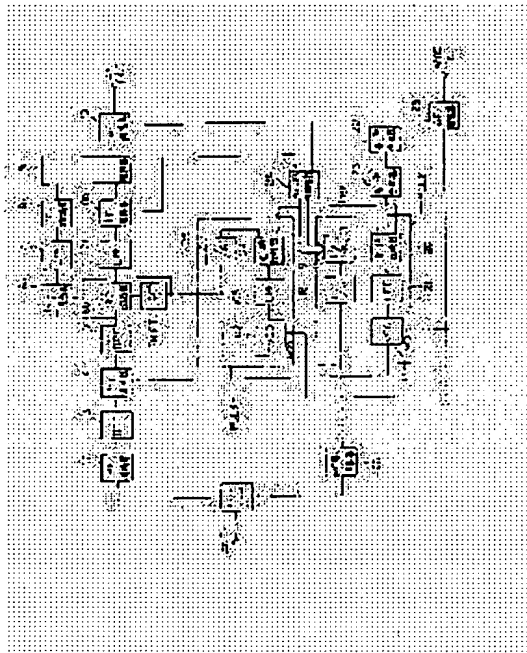
(22)Date of filing : 22.03.1988

(72)Inventor : YOSHISATO AKIYUKI

**(54) SIMULTANEOUS BIDIRECTIONAL FM TRANSMITTER-RECEIVER****(57)Abstract:**

**PURPOSE:** To prevent beat generating, to miniaturize a circuit and to save power by forming a first intermediate frequency signal corresponding to the difference of a transmitting/receiving frequency in a first mixer, forming a base band signal to have the phase difference of 90 degrees in a second mixer and demodulating the base band signals by an FM direct converting system.

**CONSTITUTION:** The output of a PLL synthesizer for transmitting PLL2 is connected to the local input terminal of a first mixer 4. Besides, a PLL synthesizer PLL3 of a fixed channel is used as a second local oscillator. Consequently, a first IF frequency becomes 45MHz which is the difference of a transmitting frequency and a receiving frequency. In second mixers 6a and 6b, the output signal of the PLL synthesizer for second local oscillation PLL3 and a 45MHz differential signal are frequency-mixed and converted into a base band signal. Consequently, the FM modulating component of a first local oscillating signal is cancelled by the FM modulating component of a second oscillating signal. Thus, spurious emission and the generation of a beat as an unnecessary interfering wave can be prevented, moreover, a circuit scale and the consumption power of a circuit can be reduced.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

## ⑫ 公開特許公報(A) 平1-240020

⑤ Int. Cl.

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 平成1年(1989)9月25日

H 04 B 1/50  
H 03 D 3/008020-5K  
Z-7328-5J

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全7頁)

⑭ 発明の名称 同時双方向FM送受信機

⑯ 特 願 昭63-67649

⑰ 出 願 昭63(1988)3月22日

⑱ 発 明 者 善 里 彰 之 東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプス電気株式会社  
内

⑲ 出 願 人 アルプス電気株式会社 東京都大田区雪谷大塚町1番7号

⑳ 代 理 人 弁理士 志賀 正武 外2名

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

同時双方向FM送受信機

## 2. 特許請求の範囲

送信すべき低周波信号で周波数変調された第1の被変調波を出力する第1のPLLシンセサイザと、

前記低周波信号で周波数変調された第2の被変調波を出力する第2のPLLシンセサイザと、

前記第1の被変調波の一部と高周波受信信号とを入力して第1の中間周波信号を出力する第1の混合器と、

前記第1の中間周波信号と前記第2の被変調波とを混合するとともに、前記第1の中間周波数信号と前記第2の被変調波の90度移相波とを混合する第2の混合器とを備え、

前記第1の被変調波を送信するとともに、前記第2の混合器の出力信号からFM直接変換方式によって低周波受信信号を復調することを持徴とす

る同時双方向FM送受信機。

## 3. 発明の詳細な説明

## 「産業上の利用分野」

本発明は、コードレス電話機等に適用して好適な同時双方向FM送受信機に関するものである。

## 「従来の技術」

近年、室内等の近距離で自由に持ち運びできるコードレス電話が普及しようとしている。

コードレス電話は、電話機の送受信音声信号を子機(移動機)と親機(固定機)との間で同時双方向無線伝送するもので、親機は室内に固定設置され、電話回線に接続されている。

コードレス電話に使用される無線伝送周波数帯域は、例えばヨーロッパ地域では、親機からの送信周波数が959~960MHz、子機からの送信周波数が914~915MHzと定められている。すなわち、送受信周波数間隔は45MHzである。また、チャンネルとしては、25kHz間隔で40チャンネルが割当てられている。そして、チャンネル運用については、MCA(マルチチャ

ンネル アクセス)方式が採用され、観機には、空チャンネルを自動選局して同時双方向伝送を行うチャンネル制御回路が内蔵されている。

第2図は、従来の子機の無線部の回路構成を示すブロック図である。

まず、受信部について説明する。

アンテナ端子ANTに入力された受信信号は、デュプレクサ1により分波されて、RF(高周波)増幅器2に入力される。RF増幅器2の出力は、受信周波数帯域(959~960MHz)を通過させるバンドパスフィルタ3を通り、第1混合器4のRF入力端子に入力される。

該第1混合器4の局発入力端子には、後述する受信用PLLシンセサイザPLL1を構成する電圧制御発振器(VCO)12の出力信号が入力されて周波数混合が行われ、その出力のうちから、第1IF(中間周波)バンドパスフィルタ5によって所定の周波数成分だけが通過され、第1IF信号が得られる。それらの周波数は、受信チャンネルの中心周波数が、たとえば959.5MHzとする

波される。このようにして濾波された各ベースバンド信号は、各々IF増幅器8a、8bによって増幅された後に検波器9に入力される。ここで、第3図に検波器9の構成を示す。図において、D1、D2は微分器、M1、M2は乗算器、A1は加算器である。図示の構成において、入力端に供給されるベースバンド信号は、上述のように90度の位相差を有してるので、第3図に示すように $a \cos \delta \omega$ と $b \sin \delta \omega$ として表される。従って、微分器D1、D2の各出力信号は、

$(-a \delta \omega \sin \delta \omega)$  および  $(b \delta \omega \cos \delta \omega)$  となる。これにより、乗算器M1、M2の各出力信号は、 $(a b \delta \omega \cos^2 \delta \omega)$  および  $(-a b \delta \omega \sin^2 \delta \omega)$  となり、これが加算器A1によって加算されると、 $\cos^2 + \sin^2 = 1$  であるから、加算結果は $a b \delta \omega$ となり、検波が行われるのが判る。

検波器9の検波出力は、低周波(AF)増幅器10で増幅され、子機のスピーカに供給される。

次に送信部について説明する。

と、VCO12の出力周波数が948.8MHzとされ、10.7MHzの第1IF周波数が得られる。

第2混合器6aのRF入力端子には第1IF信号が入力され、第2混合器6aの局発入力端子には第2局発発振回路11から第1IF周波数の中心周波数である10.7MHzの水晶発振信号が入力される。すなわち、第2混合器6aにおいて、第1IF信号と10.7MHz水晶発振信号とが混合され、この結果、ベースバンド信号が得られる。また、第2局発発振回路11の水晶発振信号は90度移相器SHIFTによって90度移相されて第2混合器6bの局発入力端子に入力され、第2混合器6bのRF入力端子には第1IF信号が入力される。これにより、第2混合器6bの出力端には、第2混合器6aが出力するベースバンド信号とは90度位相が異なるベースバンド信号が得られる。そして、第2混合器6a、6bが出力する各ベースバンド信号は、各々ローパスフィルタ7a、7bによって隣接チャンネル等の妨害信号が除去され、ベースバンド信号成分のみが送

後述する送信用PLLシンセサイザPLL2を構成するVCO17の出力信号は、受信周波数よりも45MHz低い値、たとえば914.5MHzであり、RF電力増幅器26で増幅され、前記デュプレクサ1に入力される。

RF電力増幅器26の出力電力は、デュプレクサ1の分波動作によって、受信回路部に伝送されずに、送信信号としてアンテナ端子ANTに伝送される。

次に、受信用PLLシンセサイザPLL1、および送信用PLLシンセサイザPLL2について説明する。

受信用PLLシンセサイザPLL1は、VCO12、プリスケラ13、可変分周器14、位相比較器15、およびローパスフィルタ16から構成され、位相比較器15には、基準発振器22の出力を基準分周器23により分周して得た基準周波数信号(周波数 $f_{ref}$ )が供給されている。

基準周波数 $f_{ref}$ を、たとえば1.5625kHzとし、プリスケラ13の分周比Pを16、可変

分周器14の分周比 $N_1$ を37952とすると、VCO12の出力周波数 $f_{vco}$ は、 $f_{vco} = f_{ref} \times P \times N_1 = 948.8 \text{ MHz}$ なる周波数でロックされる。また、たとえば、分周比 $N_1$ を37932～37972の間で変化させることにより、VCO12の出力周波数 $f_{vco}$ は、948.3～949.3 MHzの間において25 kHzステップで変化する。こうして、受信用PLLシンセサイザPLL1は所期の機能をはたすことができる。

送信用PLLシンセサイザPLL2は、VCO17、プリスケラ18、可変分周器19、位相比較器20、およびローパスフィルタ21から構成され、位相比較器20には、上述した受信用PLLシンセサイザPLL1と共通に使用する基準周波数信号が供給されている。

ここで、基準周波数 $f_{ref}$ を1.5625 kHz、プリスケラ18の分周比 $P$ を16、可変分周器19の分周比 $N_2$ を36580とすると、VCO17の出力周波数 $f_{vco}$ は、 $f_{vco} = f_{ref} \times P \times N_2 = 914.5 \text{ MHz}$ なる周波数でロックされる。また、

次に、チャンネル制御回路24は、送受信時に空チャンネルを選択する回路であって、受信信号レベルに比例する信号がIF増幅器8bから入力され、かつAF増幅器10から復調データが入力されている。

該チャンネル制御回路24の出力信号は、受信用PLLシンセサイザPLL1と、送信用PLLシンセサイザPLL2の周波数(チャンネル)を決定する可変分周器14と可変分周器19に接続され、分周比 $N_1 = N_1 - (1800 - 428)$ の関係を保ちつつ、使用チャンネルが選択される。

第2図についての上記説明は、受信周波数帯域が959～960 MHzで、かつ送信周波数帯域が914～915 MHzである子機側の動作説明であるが、親機の動作については、受信周波数帯域と送信周波数帯域が入れ替わるだけで、回路構成は第2図と同じである。

すなわち、第2図と同様の構成において、受信用PLLシンセサイザPLL1のVCO12の出

た、分周比 $N_1$ を上述した分周比 $N_1(37932 \sim 37972)$ よりも(1800-428)だけ低い値、つまり、36560～36600の間で変化させることによって、VCO17の出力周波数 $f_{vco}$ を914～915 MHzの間で、25 kHzステップで変化させることができる。なお、上記値1800は送受信周波数の差45 MHzに対応し、値428は第1IF周波数10.7 MHzに対応する値である。

上記送信用PLLシンセサイザPLL2のVCO17の変調入力端子MODには、図示せぬ子機のマイクロホンの出力信号MOD INがAF増幅器25を介して供給され、この変調入力信号MOD INによって、FM変調が行われるようになっている。

なお、ローパスフィルタ21の時定数は、変調信号の最低周波数の周期よりも十分大きく設定されているため、VCO17から出力される被変調波の出力中心周波数 $f_{out}$ は、 $f_{out} = f_{ref} \times P \times N_2$ にPLL制御されたまま、被変調FM波が得られ

力周波数、すなわち、第1混合器4の局部発振周波数を決定する可変分周器14の分周比 $N_1$ を、36132～36172の間で変化させ、受信周波数914～915 MHzより10.7 MHz低い局部発振周波数を得る。また、送信用PLLシンセサイザPLL2のVCO18の出力周波数を決定する可変分周器19の分周比 $N_2$ を38360～38400の間において、 $N_2 = N_1 + (1800 + 428)$ の関係を保ちながら、チャンネル制御回路24により変化させて、運用チャンネルの選局制御を行うようになっている。

これによって、親機は、受信周波数帯域が914～915 MHzで、送信周波数帯域が959～960 MHzとなり、子機との間で同時双方向伝送が行われる。

「発明が解決しようとする課題」

ところで、上述した従来の装置には、次のような欠点があった。

① 受信用シンセサイザPLL1の第1局部発振周波数が送受信周波数に近い周波数成分である

ため、不要妨害波としてのスプリアス発射が生じる。

② 送信用、受信用の2つのPLLシンセサイザPLL1、PLL2が必要である為、回路規模が大き(プリスケラ、可変分周器等が2個必要)、それにともなう回路消費電流も大きい。

③ 送信周波数成分が自機の前1混合器4に混入すると、この送信周波数成分と第1局部発振周波数成分との高次重によるビートが発生する。このビートを低減するために、デュプレクサ1の送信端子と受信端子と間は、高いアイソレーション値が要求される。このため、デュプレクサ1が大型化し、アンテナ端子ANTと送信端子、およびアンテナ端子ANTと受信端子間の挿入ロスが大きくなる。

この発明は、このような背景の下になされたもので、上記課題を解決した同時双方向FM送受信機を提供することを目的とする。

「課題を解決するための手段」

上記課題を解決するために、この発明は、送信

混合され、90度の位相差を有するベースバンド信号が得られる。そして、これらのベースバンド信号には、FM直接変換方式により復調される。

このように、第1の局部発振信号として、送信信号に相当する第1の被変調信号を使用しているので、送信信号と第1の局部発振信号とのビートが発生しない。このため、デュプレクサの小型化を図ることができる。

また、第2の被変調波(第2の局部発振信号)を発生する第2のPLLシンセサイザは、可変分周器が不要で、かつ比較的低い周波数(45MHz)で動作するため、小型化と省電力化とを図ることができる。

さらに、上記第2のPLLシンセサイザの周波数は、送受信周波数から遠く離れており、かつ比較的低い周波数なので、不要妨害波としてのスプリアス発射が少ない。

また、第1の被変調波と第2の被変調波とはともに、送信すべき低周波信号によりFM変調されているから、第1の中間周波信号に含まれる前記

すべき低周波信号で周波数変調された第1の被変調波を出力する第1のPLLシンセサイザと、前記低周波信号で周波数変調された第2の被変調波を出力する第2のPLLシンセサイザと、前記第1の被変調波の一部と高周波受信信号とを入力して第1の中間周波信号を出力する第1の混合器と、前記第1の中間周波信号と前記第2の被変調波とを混合するとともに、前記第1の中間周波信号と前記第2の被変調波の90度移相波とを混合する第2の混合器とを備え、前記第1の被変調波を送信するとともに、前記第2の混合器の出力信号からFM直接変換方式によって低周波受信信号を復調することを特徴とする。

「作用」

上記構成によれば、第1の混合器において、受信信号と第1の被変調波とが混合され、送受信周波数の差に対応する第1の中間周波信号が得られる。また、第2の混合器においては、第2の被変調波と第1の中間周波信号および第2の被変調波の90度移相信号と第1の中間周波信号とが各々

低周波信号によるFM周波数偏移量は、第2の混合器において、第2の被変調波のFM周波数偏移量と打ち消しあう。よって、第2の中間周波信号の周波数偏移量は、従来と変わらず、周波数偏移量が増えることによる弊害を避けることができる(この詳細は後述する)。

「実施例」

第1図は、この発明の一実施例の構成を示すブロック図である。

この図において、第2図の従来例と同じ部分には同一の符号を用いて説明を省略する。

この実施例が従来例と異なる主な点は、構成要素17~21で構成される送信用PLLシンセサイザPLL2の出力を第1混合器4の局発入力端子に接続していることと、第2局部発振器として、水晶発振回路ではなく、固定チャンネルのPLLシンセサイザPLL3を用いたことである。

したがって、第1IF周波数は、送信周波数と受信周波数との差の45MHzになる。このため、第1混合器4の後段のバンドパスフィルタ5には、

45MHz帯を通過させるバンドパスフィルタを使用している。このバンドパスフィルタ5から出力された第1IF信号は、第2混合器6a、6bに入力される。そして、第2混合器6aにおいては、第2局部発振用PLLシンセサイザPLL3の出力信号と上記45MHzの差信号とが周波数混合されてベースバンド信号に変換され、第2混合器6bにおいては、第2局部発振用PLLシンセサイザPLL3の出力信号と上記45MHzの差信号とが周波数混合されてベースバンド信号に変換される。

上記第2局部発振用PLLシンセサイザPLL3は、VCO102、固定分周器103(分周比R)、位相比較器104、およびローパスフィルタ105から構成されており、送信用PLLシンセサイザPLL2と共通の基準発振器22、基準分周器23から基準周波数信号(1.5625kHzの信号)を受けている。

ここで、たとえば、固定分周器103の分周比Rを28800とすると、VCO102の出力周

波数を打ち消すようにしている。

なお、ローパスフィルタ105の時定数は、変調信号の最低周波数の周期よりも十分大きく設定されているため、FM変調されたVCO102の出力中心周波数 $f_{out}$ は、 $f_{out} = f_{ref} \times R$ にPLL制御されたまま、FM変調波が得られるようになっている。

このような構成によれば、第1混合器4から出力される第1IF信号(45MHz)における、受信信号の最大周波数偏移量は、受信信号のFM周波数偏移量と自機送信信号のFM周波数偏移量との和になり、従来例と比べて2倍の偏移量になる。しかしながら、上述したように、第2局部発振信号をFM変調することにより、第1IF信号に含まれる周波数偏移を打ち消すようにしたので、ベースバンド信号における受信信号の最大周波数偏移量は、従来例と同じく受信信号のFM周波数偏移量だけになる。

このため、ローパスフィルタ7a、7bの通過帯域を広げる必要がなく、従来例と同じ通過帯域

波数 $f_{vco}$ は、

$$\begin{aligned} f_{vco} &= f_{ref} \times R \\ &= 1.5625 \times 28800 \\ &= 45\text{MHz} \end{aligned}$$

となる。すなわち、第1IF周波数の中心周波数でロックされる。

なお、第1局部発振信号(第1の被変調波)および第2局部発振信号(第2の被変調波)は、送信すべき低周波信号によりFM変調されているが、第1局部発振信号に含まれていたFM変調成分は、第2局部発振信号に含まれるFM変調成分により打ち消され、第2IF信号には前記低周波信号によるFM変調の影響が現れないようになっている。

すなわち、VCO17(第1のVCO)の変調入力端子MODへ供給される、送信すべき低周波信号を、VCO102の変調入力端子MODにも入力し、FM変調の周波数偏移量がVCO17と同一になるように、かつ、第2混合器6で周波数偏移が打ち消される極性に、VCO102をFM変調し、送信すべき低周波信号によるFM周波数

が使用でき、受信性能特性を劣化させることなく、復調を行うことが可能となる。

なお、第2局部発振器にFM変調しない固定発振器を用い、FM復調信号に自機変調信号を逆極性加算する従来方式(図示せず)もあるが、この方式では、ローパスフィルタの通過帯域を、FM周波数偏移量の2倍に相当する帯域に広げる必要があり、その影響によって、たとえば、隣接チャネル選択度等の受信性能が悪化するが、本発明においてはこのような課題を解決できる。

#### 「発明の効果」

以上説明したように、この発明は、送信信号に相当する第1の被変調波を受信側の第1局部発振信号として使用するとともに、前記送信信号により同様の変調を受けた第2の被変調波を第2局部発振信号として使用し、送信信号による上記変調が相互に打ち消しあうようにしたから、次のような効果をあげることができる。

1. 第2局部発振用PLLシンセサイザの周波数が、送受信周波数から遠く、かつ低い周波数成分

であるため、不要妨害波としてのスプリアス発射が少ない。

2. 可変分周器を備えた無線周波数用PLLシンセサイザは送信用として1つで済み、かつ第2局発振用PLLシンセサイザは低い固定周波数であるため、回路規模が従来に比べて小さい。また、回路消費電流も小さい。

3. 送信周波数成分と自機の第1局発振周波数成分とが同一であるため、従来例のように高次重によるビートが発生せず、デュプレクサの送信端と受信端子間の必要アイソレーションは小さくて済み、デュプレクサの小型化、および挿入ロスが低減できる。

#### 4. 図面の簡単な説明

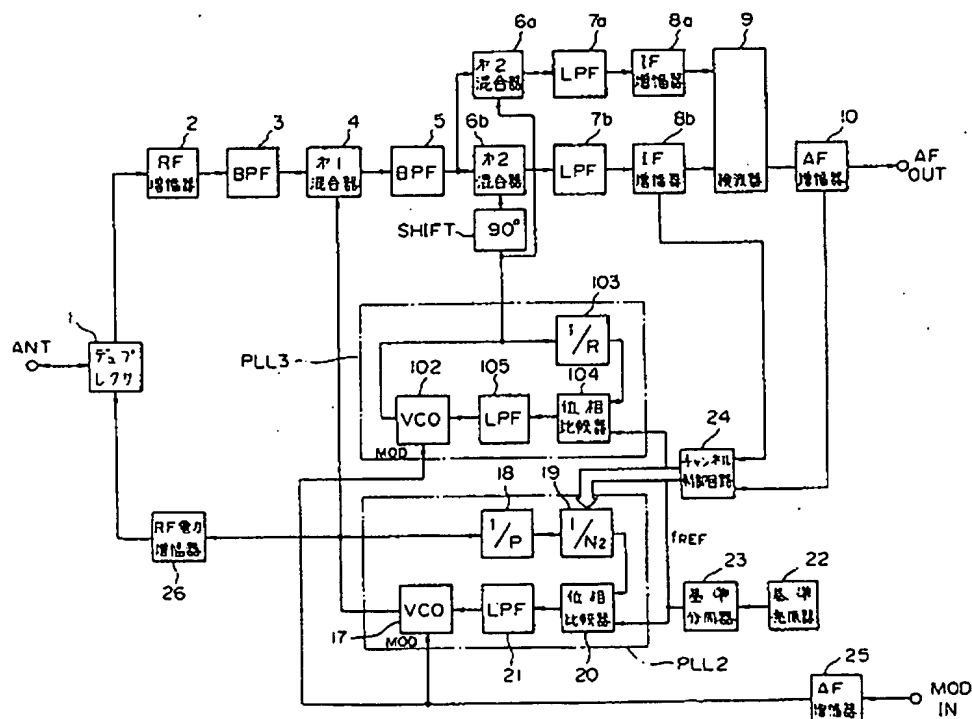
第1図はこの発明の一実施例の構成を示すブロック図、第2図は従来のコードレス電話の子機の無線部の回路構成を示すブロック図、第3図は第3図に示す検波器の構成を示すブロック図である。

4 ……第1の混合器、6a、6b ……第2の混合器、9 ……検波器（FM直接変換方式による検波器）、PLL2 ……送信用PLLシンセサイザ（第1のPLLシンセサイザ）、PLL3 ……第2局発振用PLLシンセサイザ（第2のPLLシンセサイザ）。

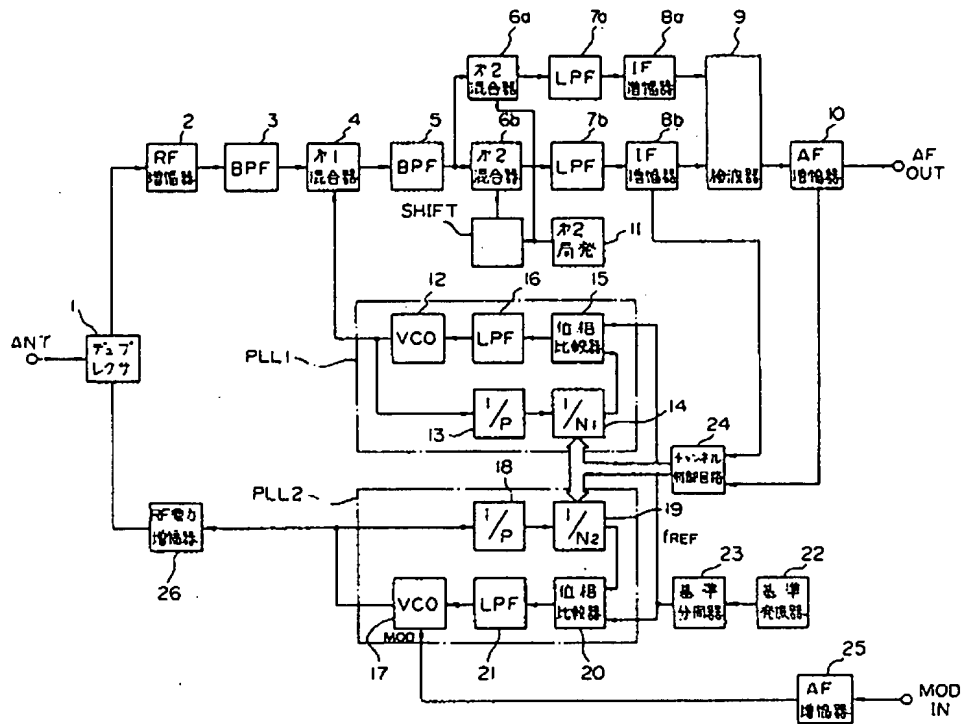
出願人 アルプス電気株式会社

代表者 片岡 勝太郎

第1図



第2図



第3図

